

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-285198

(43)公開日 平成9年(1997)10月31日

(51)Int.Cl.<sup>8</sup>

H 02 P 21/00

識別記号

府内整理番号

F I

H 02 P 5/408

技術表示箇所

Z

C

審査請求 未請求 請求項の数8 O L (全13頁)

(21)出願番号

特願平8-87993

(22)出願日

平成8年(1996)4月10日

(71)出願人 000006105

株式会社明電舎

東京都品川区大崎2丁目1番17号

(72)発明者 永山 和俊

東京都品川区大崎二丁目1番17号 株式会  
社明電舎内

(72)発明者 足利 正

東京都品川区大崎二丁目1番17号 株式会  
社明電舎内

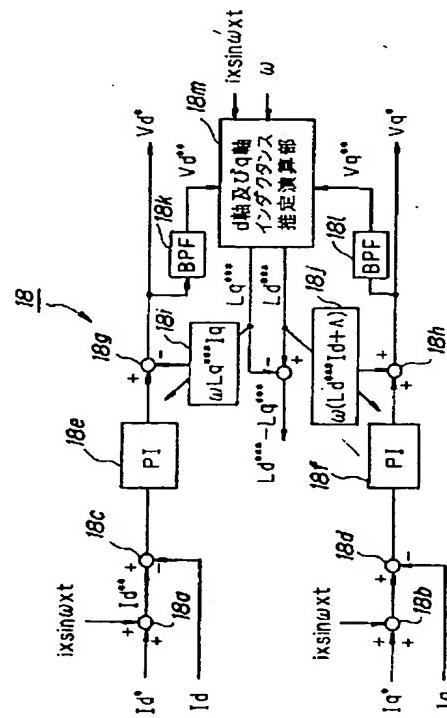
(74)代理人 弁理士 光石 俊郎 (外2名)

(54)【発明の名称】 回転電機の電流制御部及びこれを用いた制御装置

(57)【要約】

【課題】 d軸及びq軸インダクタンスを同定することにより精度の良い制御を行うことができる回転電機の電流制御部を提供する。

【解決手段】 d軸及びq軸電流指令  $I_d^{**}$ ,  $I_q^{**}$  に高周波の正弦波電流  $i_x \sin \omega_x t$  を重畠して d軸及び q 軸補正電流  $I_d^{**}$ ,  $I_q^{**}$  を形成し、これら  $I_d^{**}$ ,  $I_q^{**}$  と d軸及び q 軸電流検出値との偏差に応じて d軸及び q 軸電圧指令  $V_d^*$ ,  $V_q^*$  を送出するとともに、上記偏差から正弦波電流成分  $i_x \sin \omega_x t$  をバンドパスフィルタ  $18k$ ,  $18l$  で抽出し、d軸及びq軸インダクタンス推定部  $18m$  で所定の演算を行って d軸及び q 軸インダクタンス推定値  $L_d^{***}$ ,  $L_q^{***}$  を演算し、これらを用いて補正項  $18i$ ,  $18j$  の d軸及び q 軸インダクタンスを補正するようにしたものである。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 d軸及びq軸電流指令に高周波成分を重畠したd軸及びq軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、このd軸及びq軸電圧指令から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸及びq軸インダクタンス推定値を求め、このd軸及びq軸インダクタンス推定値で前記偏差を補正するとともにd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を送出するように構成したことを特徴とする回転電機の電流制御部。

【請求項2】 d軸及びq軸電流指令に高周波成分を重畠したd軸及びq軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出值との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、このd軸及びq軸電圧指令から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を演算し、この差を送出するように構成したことを特徴とする回転電機の電流制御部。

【請求項3】 d軸電流指令に高周波成分を重置したd軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸電流検出値との偏差及びq軸電流指令と前記電流に基づくq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、このd軸及びq軸電圧指令から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸及びq軸インダクタンス推定値を求め、このd軸及びq軸インダクタンス推定値で前記偏差を補正するとともにd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を送出するよう構成したことを特徴とする回転電機の電流制御部。

【請求項4】 [請求項1]～[請求項3]に記載する何れか一つの電流制御部を有するとともに、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値を上記電流制御部に供給し、さらにこの電流制御部が outputするd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を用いてトルク指令に対応するq軸電流指令を演算し、このq軸電流指令を上記電流制御部の入力信号とするように構成したことを特徴とする回転電機の制御装置。

【請求項5】 d軸及びq軸電流指令に高周波成分を重畠したd軸及びq軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、回転電機に供給される電圧に基づくd軸及びq軸電圧検出値から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸及びq軸インダクタンス推定値を求め、このd軸及びq軸インダクタンス推定値で前記偏差を補正するとともにd軸インダクタンス推定値

とq軸インダクタンス推定値との差を送出するように構成したことを特徴とする回転電機の電流制御部。

【請求項6】 d軸及びq軸電流指令に高周波成分を重畠したd軸及びq軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、回転電機に供給される電圧に基づくd軸及びq軸電圧検出値から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を演算し、この差を送出するように構成したことを特徴とする回転電機の電流制御部。

【請求項7】 d軸電流指令に高周波成分を重畠したd軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸電流検出値との偏差及びq軸電流指令と前記電流に基づくq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、回転電機に供給される電圧に基づくd軸及びq軸電圧検出値から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸及びq軸インダクタンス推定値を求め、このd軸及びq軸インダクタンス推定値で前記偏差を補正するとともにd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を送出するように構成したことを特徴とする回転電機の電流制御部。

【請求項8】 [請求項5]～[請求項7]に記載する何れか一つの電流制御部を有するとともに、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値並びに回転電機に印加される電圧に基づくd軸及びq軸電圧検出値を上記電流制御部にそれぞれ供給し、さらにこの電流制御部が outputするd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を用いてトルク指令に対応するq軸電流指令を演算し、このq軸電流指令を上記電流制御部の入力信号とするように構成したことを特徴とする回転電機の制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

{0001}

【発明の属する技術分野】本発明は回転電機の電流制御部及びこれを用いた制御装置に関し、特に界磁として永久磁石を有するものに適用して有用なものである。

【0002】

【従来の技術】インバータで駆動される永久磁石同期電動機（以下「PMモータ」と略す）は、主に小容量ACサーボモータとして広く用いられている。

【0003】図9はこの種のPMモータの制御装置の一例をこのPMモータとともに示すブロック線図である。同図に示すように、PWMインバータ1からPMモータ2に三相電流を供給することによりPMモータ2が回転する。速度検出器3は、PMモータ2の回転子と共に回転してパルス信号S<sub>1</sub>を出力する。位置検出部4は、パルス信号S<sub>1</sub>を基に、PMモータ2の回転子位置(位

相)を示す位相換出値 $\theta$ を求める。

【0004】電流検出部5、6はU相及びW相の電流検出値 $I_u$ 、 $I_w$ を求める。座標変換部7は、電流検出値 $I_u$ 、 $I_w$ からV相の電流検出値 $I_v$ を求め、更に三相の電流検出値 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ を三相/二相変換し、位相角 $\theta$ を考慮して回転座標系のd軸電流検出値 $I_d$ 及びq軸電流検出値 $I_q$ を求める。

【0005】電流制御部8は、回転座標系のd軸電流指令 $I_d^*$ 及びq軸電流指令 $I_q^*$ と、d軸電流検出値 $I_d$ 及びq軸電流検出値 $I_q$ との偏差を比例・積分演算することにより、回転座標系のd軸電圧指令 $V_d^*$ 及びq軸電圧指令 $V_q^*$ を求める。

【0006】電流制御部8は、回転座標系のd軸電流指令 $I_d^*$ 及びq軸電流指令 $I_q^*$ と、d軸電流検出値 $I_d$ 及びq軸電流検出値 $I_q$ との偏差を比例・積分演算することにより、回転座標系のd軸電圧指令 $V_d^*$ 及びq軸電圧指令 $V_q^*$ を求める。

【0007】ここでd軸電流指令 $I_d^*$ はトルク指令 $T^*$ を基にd軸電流指令テーブル11により得られる。すなわち、d軸電流指令テーブル11にはトルク指令 $T^*$ に対応するd軸電流指令 $I_d^*$ がテーブルとして記憶し

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_d + PL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_d + P \cdot L_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega A \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$T = P \cdot \{ A \cdot I_d + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q \} \quad \dots (2)$$

但し:  $V_d$ 、 $V_q$ : d、q軸電圧  $R_d$ : 電機子抵抗  $\omega$ : 電気角周波数

$I_d$ 、 $I_q$ : d、q軸電流  $A$ : 永久磁石による鎖交磁束

$L_d$ 、 $L_q$ : d、q軸インダクタンス  $P$ : 極対数  $T$ : トルク

$P$ : 微分演算子

## 【0012】

【発明が解決しようとする課題】上述の如き制御装置においてトルク制御を行う場合、電流制御系8にモータパラメータであるd軸及びq軸インダクタンス $L_d$ 、 $L_q$ (設計値や測定値で与える定数)を用いているので、電流制御精度及びトルク制御精度が低下するという問題がある。d軸及びq軸インダクタンス $L_d$ 、 $L_q$ は電流の大きさや温度により運転中に変化するからである。すなわち、電流制御精度及びトルク制御精度を良好なものとするためには温度変化の影響を除去してやることが必要である。

【0013】本発明は、上記従来技術に鑑み、d軸及びq軸インダクタンスを同定することにより精度の良い制御を行うことができる回転電機の電流制御部及びこれを用いた制御装置を提供することを目的とする。

## 【0014】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成する本発明の構成は、次の点を特徴とする。

## 【0015】(1) d軸及びq軸電流指令に高周波成

てある。また、このd軸電流指令テーブル11には位相換出値 $\theta$ を微分器12で微分して得る電気角周波数 $\omega$ が参照信号として供給されている。かくして、d軸電流指令テーブル11はトルク指令 $T^*$ に基づく電気角周波数 $\omega$ を参照して一意に定まるd軸電流指令 $I_d^*$ を送出する。

【0008】q軸電流指令演算部13はトルク指令 $T^*$ 及びd軸電流指令 $I_d^*$ に基づき所定の演算を行なってq軸電流指令 $I_q^*$ を送出する。

【0009】座標変換部9は、回転座標系のd軸電圧指令 $V_d^*$ 及びq軸電圧指令 $V_q^*$ を座標変換して、静止座標系の三相の電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を求める。

【0010】PWMインバータ1はこれが内蔵するPWM変調部において電圧指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ を基にインバータ部を制御する。これによりPWMインバータ1から三相電力がPMモータ2に供給される。

【0011】かかるPMモータ2のd-q軸での電圧方程式及びトルク方程式は次式(1)、(2)で表される。

## 【数1】

分を重畳したd軸及びq軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、このd軸及びq軸電圧指令から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸及びq軸インダクタンス推定値を求め、このd軸及びq軸インダクタンス推定値で前記偏差を補正するとともにd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を送出するよう構成したこと。

【0016】(2) d軸及びq軸電流指令に高周波成分を重畳したd軸及びq軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、このd軸及びq軸電圧指令から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を演算し、この差を送出するよう構成したこと。

【0017】(3) d軸電流指令に高周波成分を重畳したd軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に

基づくd軸電流検出値との偏差及びq軸電流指令と前記電流に基づくq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、このd軸及びq軸電圧指令から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸及びq軸インダクタンス推定値を求め、このd軸及びq軸インダクタンス推定値で前記偏差を補正するとともにd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を送出するように構成したこと。

【0018】(4) (1)～(3)に記載する何れか一つの電流制御部を有するとともに、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値を上記電流制御部に供給し、さらにこの電流制御部が outputするd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を用いてトルク指令に対応するq軸電流指令を演算し、このq軸電流指令を上記電流制御部の入力信号とするように構成したこと。

【0019】(5) d軸及びq軸電流指令に高周波成分を重畠したd軸及びq軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、回転電機に供給される電圧に基づくd軸及びq軸電圧検出値から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸及びq軸インダクタンス推定値を求め、このd軸及びq軸インダクタンス推定値で前記偏差を補正するとともにd軸インダクタンス推定値とq軸インダクタンス推定値との差を送出するように構成したこと。

【0020】(6) d軸及びq軸電流指令に高周波成分を重畠したd軸及びq軸補正電流指令と、回転電機に供給される電流に基づくd軸及びq軸電流検出値との偏差に応じて回転電機に供給するd軸及びq軸電圧指令を送出するとともに、回転電機に供給される電圧に基づくd軸及びq軸電圧検出値から前記高周波成分を抽出し、この抽出した出力信号を用いてd軸インダクタンス推定

$$V_d = -\omega L_d I_d$$

$$V_q = \omega L_q I_d + \omega A$$

【0026】ここで、d軸及びq軸電流指令  $I_d$ ,  $I_q$  に正弦波電流  $i_x S_{1n} \omega_x t$  ( $i_x = 0$ ) を重畠すると、d軸及びq軸補正電流指令  $I_d^{**}$ ,  $I_q^{**}$  はそれぞ

$$I_d^{**} = I_d^* + i_x \sin \omega_x t$$

$$I_q^{**} = I_q^* + i_x \sin \omega_x t$$

$$\} \dots (3)$$

れ次式(4)で表わされる。

【数3】

$$\} \dots (4)$$

a, 18bでd軸及びq軸電流指令  $I_d$ ,  $I_q$  に正弦波電流  $i_x \sin \omega_x t$  ( $i_x \neq 0$ ) を加算するように構成してある。したがって、減算器18c, 18dにおいてd軸及びq軸補正電流指令  $I_d^{**}$ ,  $I_q^{**}$  は上式(4)の通りとなる。

【0029】バンドパスフィルタ18k, 18lは正弦

【0027】上式(4)で表わされるd軸及びq軸補正電流指令  $I_d^{**}$ ,  $I_q^{**}$  を電流指令としてd軸及びq軸インダクタンス推定値  $L_d^{***}$ ,  $L_q^{***}$  を推定する。

【0028】このため、図1に示す電流制御部18は、加算器18a, 18bを有しており、この加算器18

波電流  $i_x \cdot \sin \omega_x t$  の成分を抽出するものであり、 $V_q^{**}$  を得る。

この結果 d 軸及び q 軸インダクタンス推定値  $L_d^{***}$  、  
【数4】

$L_q^{***}$  を用いた次式(5)で表わされる出力信号  $V_d$

$$\left. \begin{aligned} V_d^{**} &= -\omega L_d^{***} i_x \sin \omega_x t \\ V_q^{**} &= \omega L_q^{***} i_x \sin \omega_x t \end{aligned} \right\} \dots (5)$$

【0030】上式(5)より d 軸及び q 軸インダクタンス推定値  $L_d^{***}$  、 $L_q^{***}$  は次式(6)で表わされ  
る。【数5】

$$\left. \begin{aligned} L_d^{***} &= \frac{V_d^{**}}{\omega \cdot i_x \cdot \sin \omega_x t} \\ L_q^{***} &= \frac{-V_q^{**}}{\omega \cdot i_x \cdot \sin \omega_x t} \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

ただし、上式(6)において  $\sin \omega_0 t = 0$  のときは前回のデータを用いる。

【0031】ここで式(6)に基づく演算は d 軸及び q 軸インダクタンス推定演算部 18m で行ない、この演算結果である d 軸及び q 軸インダクタンス推定値

$L_d^{***}$  、 $L_q^{***}$  が補正項  $(\omega L_d I_q + \omega (L_d I_d + \Delta) + 18i_1 18j)$  に供給される。

【0032】式(6)によれば d 軸及び q 軸インダクタンス推定値  $L_d^{***}$  、 $L_q^{***}$  は他のモータパラメータである電機子抵抗  $R_1$  及び鎖交磁束  $\Delta$  等に関係なく演算できる。このとき、d 軸及び q 軸インダクタンス推定値  $L_d^{***}$  、 $L_q^{***}$  は現在の運転状況におけるこれらの値を反映するように補正されているため、補正項 18

$$V_d = R_1 I_d + P \cdot L_d I_d$$

$$V_q = R_1 I_q + P \cdot L_q I_q$$

【0035】本形態でも第1の実施の形態と同様に正弦波電流  $i_x \sin \omega_x t$  を重畳しているので出力信号  $V_d$

$$V_d^{**} = R_1 i_x \sin \omega_x t + L_d^{***} \cdot i_x \cos \omega_x t \quad \dots (7)$$

$$V_q^{**} = R_1 i_x \sin \omega_x t + L_q^{***} \cdot i_x \cos \omega_x t \quad \dots (8)$$

【0036】ここで、本形態では  $\omega = 0$  としているので、補正項 18i, 18j は零である。また、この場合、トルク補正のみで良いため、d 軸及び q 軸インダクタンス推定値  $L_d^{***}$  、 $L_q^{***}$  をそれぞれ求める必要はなく、両者の差 ( $L_d^{***} - L_q^{***}$ ) が求めれば良

$$V_d^{**} - V_q^{**} = (L_d^{***} - L_q^{***}) \cdot i_x \cos \omega_x t$$

i, 18j の精度が良くなる。なお、図中、18e, 18f は比例・積分器、18g, 18h は減算器である。

【0033】<第2の実施の形態> 図2は本発明の第2の実施の形態に係る電流制御部を示すブロック線図である。本形態に係る電流制御部 28 はモータ回転数 = 0 のときに有用なものであり、出力信号  $V_d^{**}$ ,  $V_q^{**}$  に基づく d 軸及び q 軸インダクタンス推定演算部 28m の構成が異なるだけで、他の構成は図1に示す第1の実施の形態と同様である。そこで、図2中、図1と同一部分には同一番号を付し、重複する説明は省略する。

【0034】モータ回転数 = 0 のとき、式(1)において  $\omega = 0$  であるため電圧方程式は次式(7)となる。

【数6】

$V_d^{**}$  は次式(8)の通りとなる。

【数7】

【0037】d 軸及び q 軸インダクタンス推定演算部 28m は上記差 ( $L_d^{***} - L_q^{***}$ ) を演算するものである。すなわち、上記式(8)より

【数8】

$$L_d^{***} - L_q^{***} = \frac{V_d^{**} - V_q^{**}}{i_x \sin \omega_x t} \quad \dots (9)$$

ただし、上式(9)において  $\sin \omega_x t = 0$  のときは前回のデータを用いる。

【0038】<第3の実施の形態> 図3は本発明の第3

の実施の形態に係る電流制御部を示すブロック線図である。本形態に係る電流制御部 38 はモータ回転数が大であるときに有用なものであり、第1の実施の形態とは異

なりd軸電流指令 $I_d^*$ のみに高周波の正弦波電流 $i_x \sin \omega_x t$ を重畠したものであるが、他は第1の実施の形態と同構成である。そこで、図3中、図1と同一部分

$$I_d^{**} = I_d^* + i_x \sin \omega_x t$$

【0040】前記式(1)において微分演算子Pの項のみを無視すれば電圧方程式は次式(11)で表わされる。

$$V_d = R_1 I_d - \omega L_i I_o$$

$$V_a = R_1 I_o + \omega L_d I_d + \omega A$$

【0041】式(10)、(11)よりフィルタリング後のバンドパスフィルタ18k、18iの出力信号 $V_d^{**}$ 、

$$V_d^{**} = R_1^{***} \cdot i_x \sin \omega_x t$$

$$V_a^{**} = \omega L_d^{***} \cdot i_x \sin \omega_x t$$

【0042】上式(12)より電機子抵抗推定値 $R_1^{***}$ 、及びd軸リアクタンス推定値 $L_d^{***}$ は次式

$$R_1^{***} = \frac{V_d^{**}}{i_x \sin \omega_x t}$$

$$L_d^{***} = \frac{V_a^{**}}{\omega \cdot i_x \sin \omega_x t}$$

【0043】上式(11)より、 $V_d^* = R_1^{***} (I_d^* + i_x \sin \omega_x t) - \omega L_q^{***} I_q^*$ となり、これを整理することによりq軸リアクタンス推定値 $L_q^{***}$

$$L_q^{***} = \frac{R_1^{***} (I_d^* + i_x \sin \omega_x t) - V_d^*}{\omega I_o^*} \quad \cdots (15)$$

(但し $\omega \neq 0$ )

【0044】かくして第1の実施の形態と同様にd軸及びq軸リアクタンス推定値 $L_d^{***}$ 、 $L_q^{***}$ が得られ、その分補正項18i、18jの精度が向上する。

【0045】このとき演算部38aは出力信号 $V_d^{**}$ 、 $V_q^{**}$ 、電気角周波数 $\omega$ 及び正弦波電流 $i_x \sin \omega_x t$ に基づき式(13)の演算を行ない電機子抵抗推定値 $R_1^{***}$ 及びd軸リアクタンス推定値 $L_d^{***}$ を演算する。演算部38bは電機子抵抗推定値 $R_1^{***}$ 、d軸リアクタンス推定値 $L_d^{***}$ 、d軸及びq軸電流指令 $I_d^*$ 、 $I_q^*$ 、電気角周波数 $\omega$ 及び正弦波電流 $i_x \sin \omega_x t$ に基づき式(14)の演算を行ないq軸リアクタンス推定値 $L_q^{***}$ を演算する。減算器38cは差 $(L_d^{***} -$

には同一番号を付し重複する説明は省略する。

【0039】図3に示すように、本形態におけるd軸補正電流指令 $I_d^{**}$ は次式(10)で与えられる。

… (10)

【数9】

}

… (11)

$V_q^{**}$ は次式(12)で表わされる。

【数10】

}

… (12)

(13)で表わされる。

【数11】

}

… (13)

が次式(15)で求まる。

【数12】

$L_q^{***}$ を求める。

【0046】<第4の実施の形態>図4は本発明の第4の実施の形態に係る制御装置を示すブロック線図である。本形態に係る制御装置はその電流制御部として第1～第3の実施の形態に示す電流制御部18、28、38の何れか一つを有するものである。

【0047】したがって、本形態におけるq軸電流指令演算部43はd軸及びq軸インダクタンス推定値 $L_d^{***}$ 、 $L_q^{***}$ を利用した次式(16)に示す演算を行なう。

【数13】

$$I_q^* = \frac{T^*}{P_n (\Lambda + (L_d^{***} - L_q^{***}) I_d^*)} \quad \cdots (16)$$

【0048】上記以外の構成は図9に示す従来技術と同

様である。そこで、図4中、図9と同一部分には同一番

号を付し重複する説明は省略する。

【0049】上記制御装置によればq軸電流指令 $I_q^{***}$ がd軸及びq軸インダクタンス推定値 $L_d^{***}$ ,  $L_q^{***}$ で補正されるので、運転中のd軸及びq軸インダクタンス $L_d$ ,  $L_q$ の変動の影響を除去して良好な電流及びトルク制御精度を得ることができる。

【0050】上記第1乃至第3の実施の形態においては、d軸及びq軸インダクタンス推定値 $L_d^{***}$ ,  $L_q^{***}$ 若しくは差( $L_d^{***} - L_q^{***}$ )は何れもバンドバスフィルタ18k, 18lの出力信号 $V_d^{**}$ ,  $V_q^{**}$ を用いたが、これらの代わりにd軸及びq軸のフィードバック電圧であるd軸及びq軸電圧検出値 $V_d$ ,  $V_q$ を用いても同様の作用・効果を達成し得る。

【0051】<第5及び第6の実施の形態>図5は図1

$$L_d^{***} = \frac{V_d^{****}}{\omega \cdot i_x \sin \omega_x t}$$

$$L_q^{***} = \frac{-V_q^{****}}{\omega \cdot i_x \sin \omega_x t}$$

$$L_d^{****} - L_q^{****} = \frac{V_d^{****} - V_q^{****}}{i_x \cdot \sin \omega_x t} \quad \cdots (18)$$

【0053】上記以外の構成は図1及び図2に示す実施の形態と同様である。そこで、図5及び図6中、図1及び図2と同一部分には同一番号を付し、重複する説明は省略する。

【0054】<第7の実施の形態>図7は図3に対応する第7の実施の形態である。本形態もd軸及びq軸電圧

$$R_d^{***} = \frac{V_d^{***}}{i_x \sin \omega_x t}$$

$$L_d^{***} = \frac{V_d^{***}}{\omega \cdot i_x \sin \omega_x t}$$

$$L_q^{***} = \frac{R_d^{***} I_d - V_d^{****}}{\omega I_x} \quad \cdots (20)$$

【0055】上記以外の構成は図3に示す実施の形態と同様である。そこで、図7中、図3と同一部分には同一番号を付し、重複する説明は省略する。

【0056】<第8の実施の形態>図8は本発明の第8の実施の形態に係る制御装置を示すブロック線図である。本形態に係る制御装置はその電流制御部として第5～第7の実施の形態に示す電流制御部58, 68, 78の何れか一つを有するものである。

に対応する第5の実施の形態、図6は図2に対応する第6の実施の形態をそれぞれ示す。これら両形態における電流制御部58, 68のバンドバスフィルタ18k, 18lにはd軸及びq軸電圧検出値 $V_d$ ,  $V_q$ が供給されており、このd軸及びq軸電圧検出値 $V_d$ ,  $V_q$ 中から正弦波電流 $i_x \sin \omega_x t$ の周波数成分を抽出し、出力信号 $V_d^{****}$ ,  $V_q^{****}$ としている。

【0052】したがって、d軸及びq軸インダクタンス推定演算部58m, 68mでは次式(17), (18)の演算を行ない、それぞれd軸及びq軸インダクタンス推定値 $L_d^{***}$ ,  $L_q^{***}$ 及び差( $L_d^{***} - L_q^{***}$ )を求めている。

【数14】

$$\left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \cdots (17)$$

換出値 $V_d$ ,  $V_q$ を用いて所定の演算を行なっているので、演算部78a, 78bは次式(19), (20)の演算を行ない、それぞれd軸及びq軸インダクタンス推定値 $L_d^{***}$ ,  $L_q^{***}$ 及び差( $L_d^{***} - L_q^{***}$ )を求めている。

【数15】

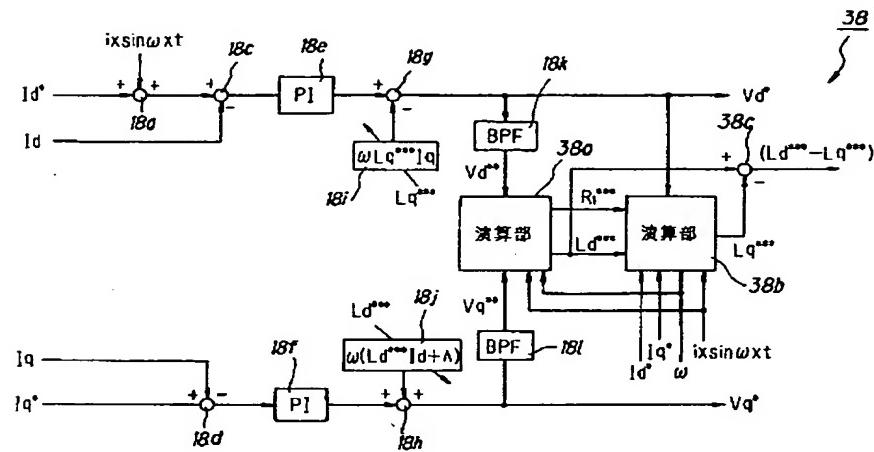
$$\left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \cdots (19)$$

【0057】したがって、本形態では、出力電圧検出トランジスタ1でPWMインバータ1の出力電圧を検出し、この出力を座標変換部S2で座標変換してd軸及びq軸電圧 $V_d$ ,  $V_q$ を求めている。すなわち、これを電流制御部58, 68, 78で参照電圧としている。

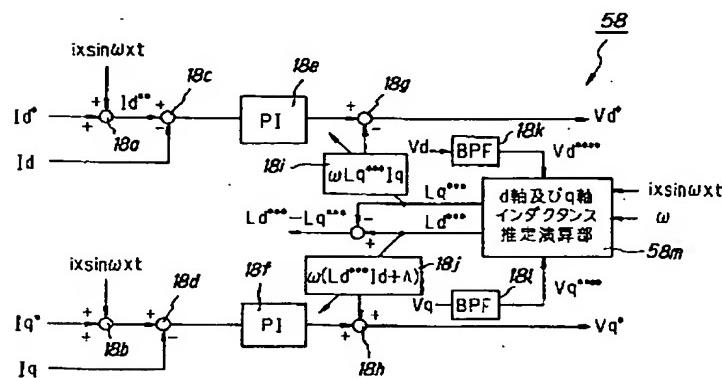
【0058】上記以外の構成は図4に示す第4の実施の形態と同様である。そこで、図8中、図4と同一部分には同一番号を付し重複する説明は省略する。



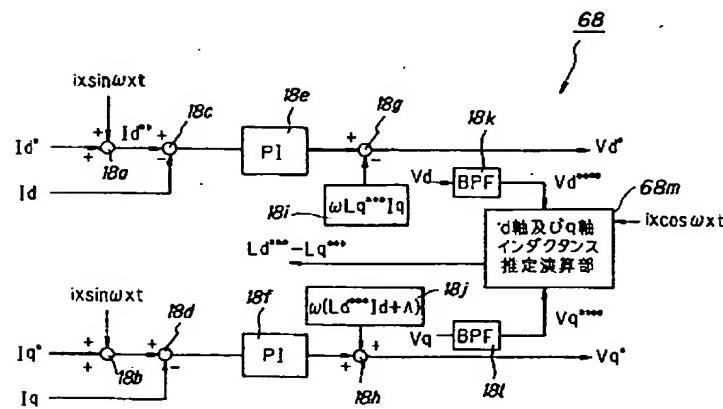
【図3】



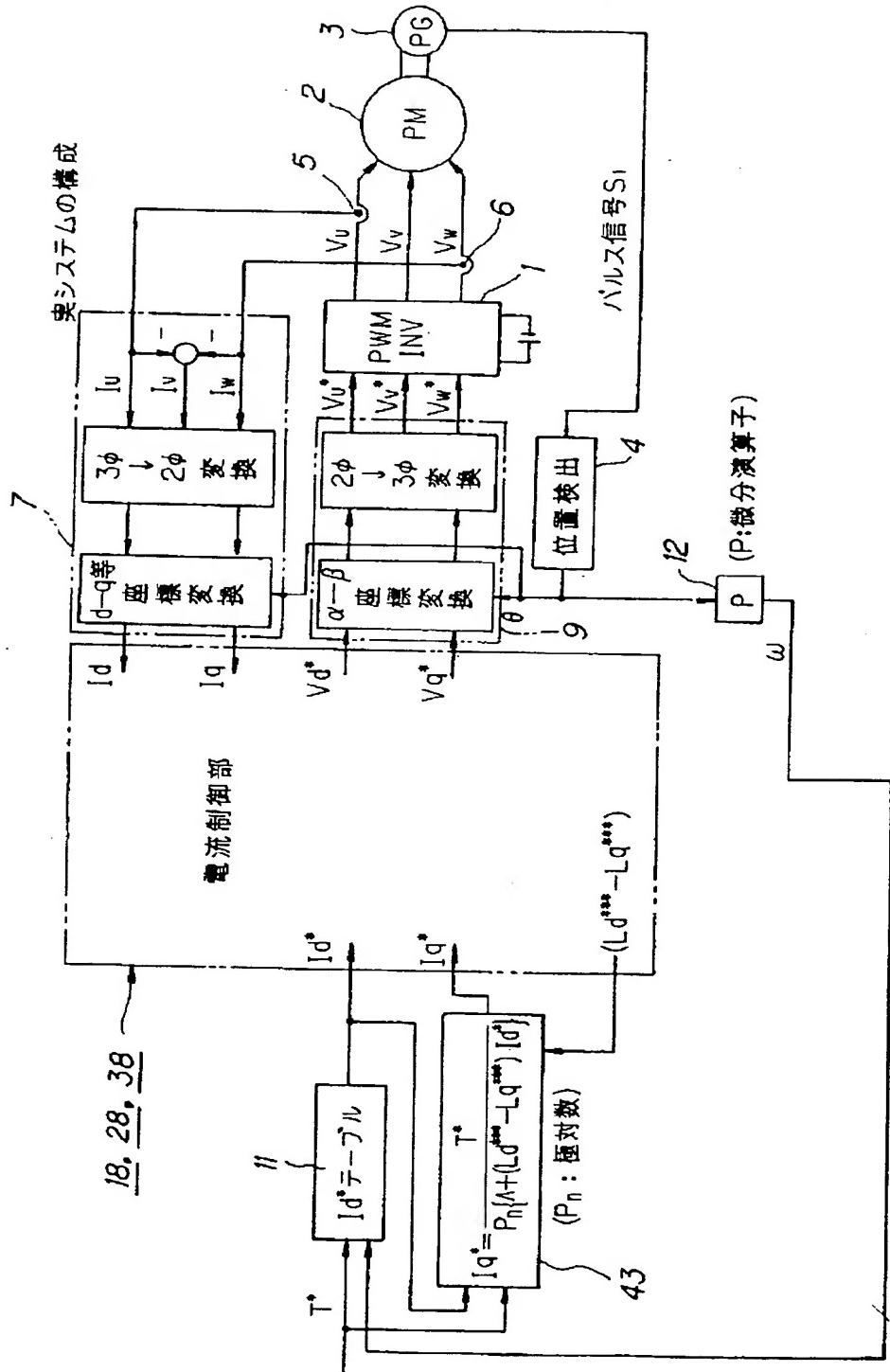
【図5】



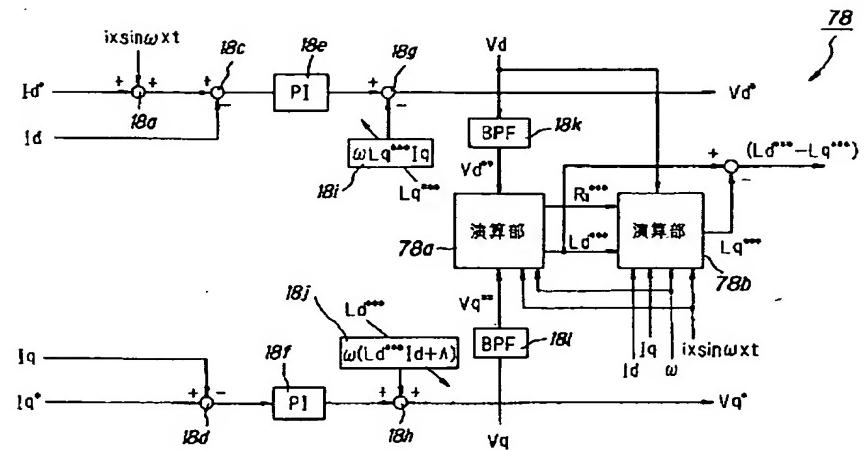
【図6】



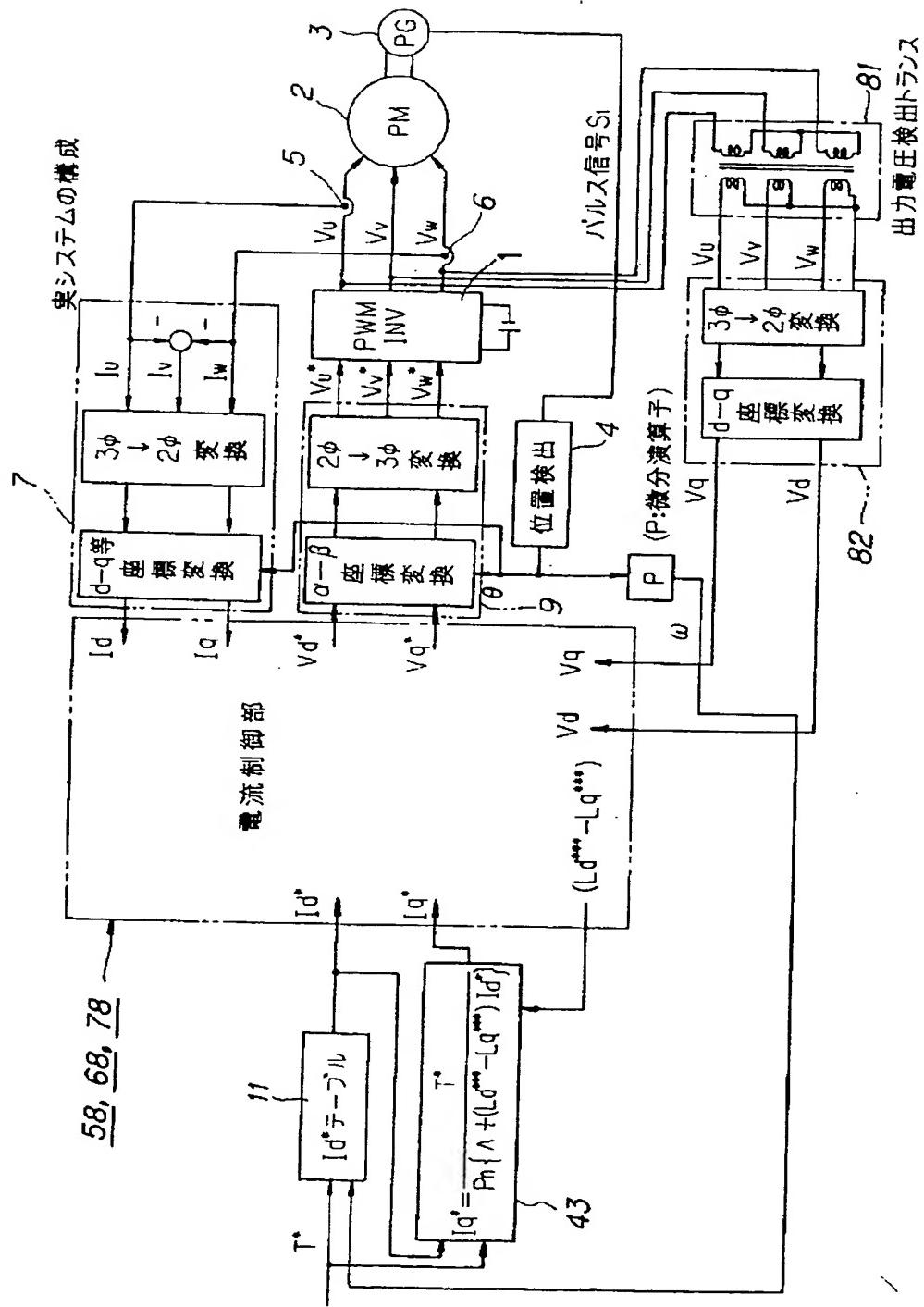
【図4】



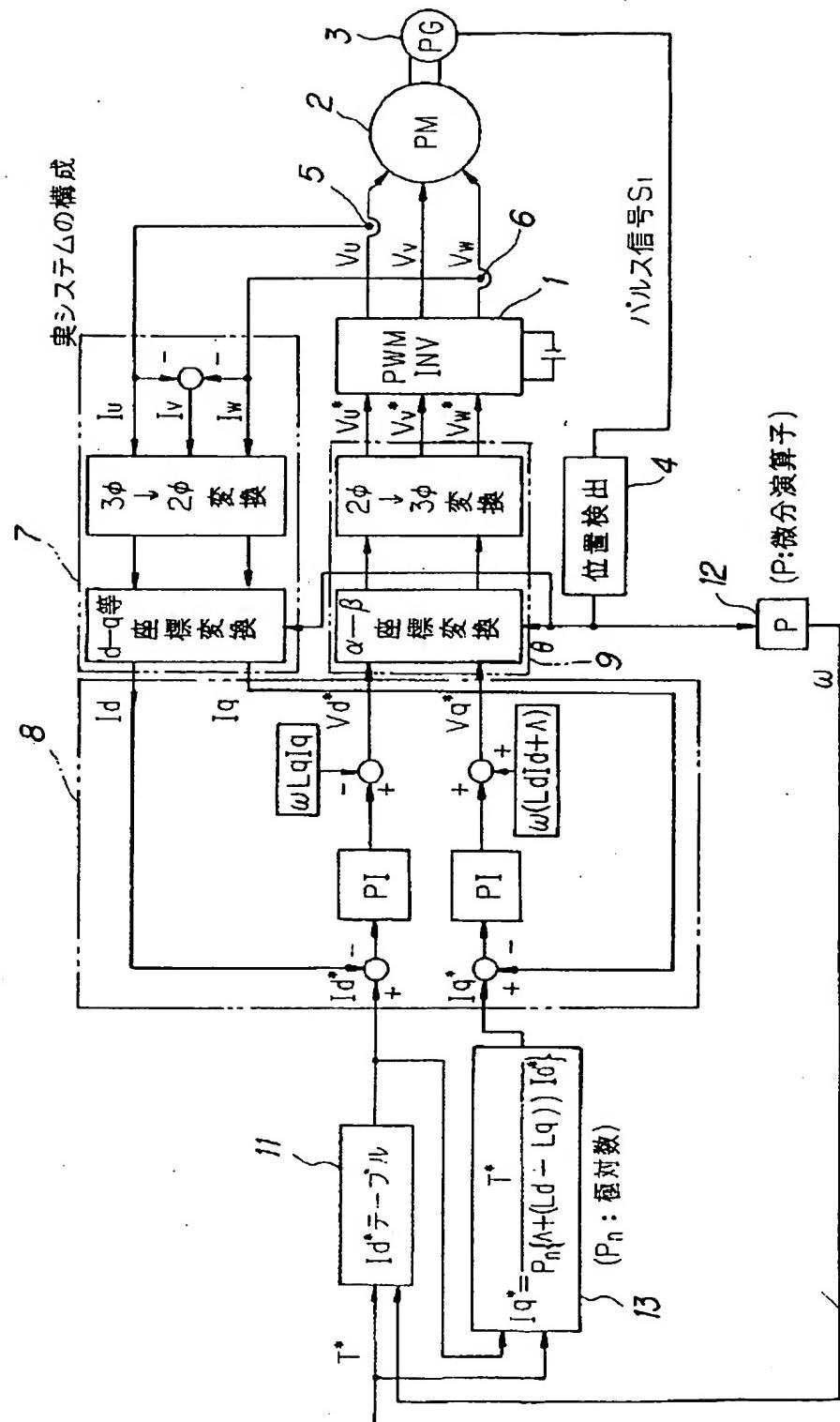
【図 7】



【図8】



【図9】



**THIS PAGE BLANK (USPTO)**